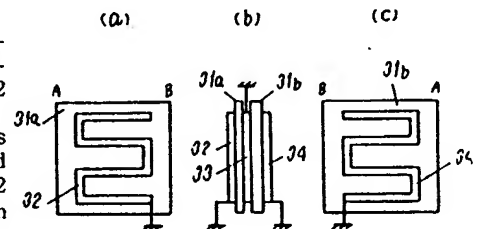


(54) FILTER**(11) 60-33702 (A)****(43) 21.2.1985 (19) JP****(21) Appl. No. 58-143064****(22) 3.8.1983****(71) MATSUSHITA DENKI SANGYO K.K. (72) JIYOUJI KANE****(51) Int. Cl. H01P7/00, H01P1/20**

PURPOSE: To obtain an optional double-tuned frequency selective characteristic by setting the thickness and the dielectric constant of a dielectric to a prescribed value in a filter where ≥ 3 electrodes are arranged oppositely via ≥ 2 dielectrics so as to form plural frequency tuning sections.

CONSTITUTION: The electrodes 32~34 are arranged via dielectric substrates 31a, 31b. The electrodes 32, 34 form a distributed inductor and a distributed capacitor is formed by the dielectric substrate 31a between the electrodes 32 and 33 and the dielectric substrate 31b between the electrodes 33 and 34. Each earth terminal of the electrodes 32~34 is set in opposite direction among the opposed electrodes. Plural different frequency tuning sections are formed by setting the thickness and the dielectric constant of the dielectric substrates 31a, 31b to a prescribed value so as to obtain the filter having an optional double-tuned frequency selective characteristic.



⑨ 日本国特許庁(JP)

⑩ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 昭60-33702

⑪ Int. Cl.

H 01 P 7/00
1/20

識別記号

庁内整理番号

6749-5J
Z-7741-5J

⑬ 公開 昭和60年(1985)2月21日

審査請求 未請求 発明の数 1 (全12頁)

⑭ 発明の名称 フィルタ

⑮ 特 願 昭58-143064

⑯ 出 願 昭58(1983)8月3日

⑰ 発 明 者 加 根 丈 二 門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
⑱ 出 願 人 松下電器産業株式会社 門真市大字門真1006番地
⑲ 代 理 人 弁理士 中尾 敏男 外1名

明 細 書

1、発明の名称

フィルタ

2、特許請求の範囲

(1) 異なる厚みもしくは異なる誘電率を有する少なくとも2個以上の誘電体それぞれを介して同一形状を有する少なくとも3個以上の電極を対向設置し、それぞれの電極のアースに接続する端子が互いに対向する電極間において逆方向側となるように設定すると共に、上記それぞれの誘電体の厚みを所要値に設定するかもしくは異なる誘電率の誘電体を選択設置することによって、複数の異なる周波数同調部を形成して任意の複同調周波数選択特性を呈することを特徴としたフィルタ。

(2) 電極として少なくとも一個以上の任意の屈曲角もしくは屈曲率および任意の屈曲方向を示す屈曲部を有するものを用いた特許請求の範囲第1記載のフィルタ。

(3) 電極としてスパイラル形状を有するものを用いた特許請求の範囲第1項記載のフィルタ。

(4) 一方の電極における長さを他方の電極における長さよりも任意に短かく設定し、かつ任意の部分で対向設置もしくは並設させた特許請求の範囲第1項ないし第3項のいずれかに記載のフィルタ。

(5) 誘電体の内部においてそれぞれの電極もしくは任意の片側の電極における部分もしくは全部を設置した特許請求の範囲第1項ないし第4項のいずれかに記載のフィルタ。

(6) 円筒形状もしくは角筒形状の誘電体における内周部および／もしくは外周部においてそれぞれの電極を設置した特許請求の範囲第1項ないし第5項のいずれかに記載のフィルタ。

(7) 電極それぞれにおいてアースに接続される端子を、アースと接続せずに共通端子とした特許請求の範囲第1項ないし第6項のいずれかに記載のフィルタ。

3、発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明はラジオ、テレビおよびパーソナル無線の送信機や受信機、その他通信機全般に用いるこ

とができるフィルタに関するものである。

従来例の構成とその問題点

近年、ラジオやテレビの放送電波や通信機の通信電波が増加しており、希望する電波を選択するフィルタの性能においては高い安定性と信頼性が要求されている。一方、それら受信機・送信機や通信機の製造コストの低減も大きな課題であり、特に合理化が困難な高周波部のフィルタ回路部品の抜本的な技術開発が必要とされている。

以下図面を参照しながら従来の多段複調フィルタ回路部品について説明する。第1図は基本的な多段複調フィルタ回路であり、1ないし3は同調インダクタ、4ないし6は同調キャパシタ、7および8は結合キャパシタ、9は入力端子、そして10は出力端子である。ここで結合キャパシタ7、8を用いずに同調インダクタ相互間の電磁誘導作用を用いて結合させる従来例(図示せず)もある。このフィルタ回路を構成する部品は従来においては第2図に示す様なインダクタ部品11ないし13とキャパシタ部品14ないし16が導

体61および62で接続されていた。

しかしながら、上記のような構成においては

① インダクタ部品およびキャパシタ部品は他の高周波部品と比較してサイズが大きく、特に高さ寸法が機器の小型化と薄型化を阻害している。

② インダクタ部品は機械的振動によってそのインダクタンスがずれ易く、またフェライトコアの温度依存性が大いのでインダクタンスが不安定であり同調周波数の変動が大い。

③ インダクタ部品とキャパシタ部品はそれぞれ個別部品として存在し、導体の引き回し回路で接続されているためリードインダクタンスやストレーキャパシタが多く発生して回路動作が不安定である。

④ 独立した最小単位機能の個別部品の集合回路であるため部品点数の削減や製造の合理化に限界がある。

等の問題点を有していた。

発明の目的

本発明の目的はインダクタ部品とキャパシタ部

品を一体化構成した多段複調フィルタ回路ブロックを実現することにある、それによってフィルタ回路ブロックの形態を超薄型で小型化し、更に機械的振動に対しても安定で、同調周波数の温度依存性が小さく、接続リードの悪影響をなくして高周波的に安定で、また部品点数を削減して製造工程の合理化を可能にすることである。

発明の構成

本発明のフィルタは異なる厚みもしくは異なる誘電率を有する少なくとも2個以上の誘電体それぞれを介して同一形状を有する少なくとも3個以上の電極を対向設置し、それぞれの電極のアース端子が互いに対向する電極間において逆方向調となるように設定すると共に、上記それぞれの誘電体の厚みを所要値に設定するかもしくは異なる誘電率の誘電体を選択設置することによって、複数の異なる周波数同調部を形成して任意の複調周波数選択特性を呈するように構成したものであり、これにより相対向する電極間で一方の電極が分布インダクタとして作用し、またこの電極と他方の

電極が対向することによって先端オープン分布定数回路を形成し、その等価長さを動作させる周波数波長の $1/4$ 長さ未満に設定することによって発生する負リアクタンスによる分布キャパシタを実現し、上記の分布インダクタと並列に作用させることを基本とするものであり、この分布キャパシタの値を任意に設定するために誘電体の厚みもしくは誘電体の誘電率を選択して設定し、これら任意のキャパシタンスを有する分布キャパシタンスと上記それぞれの分布インダクタが交互に横層されることによって異なる同調周波数を有する複数の同調部が形成されて多段複調フィルタとして作用するものである。

実施例の説明

以下本発明の実施例について図面を参照しながら説明する。

第3図は本発明の実施例におけるフィルタの構成図を示すものである。第3図において、aは表面図、bは側面図、cは裏面図を示す。(以下第4図ないし第8図において同様)第3図において

19a, 19bは誘電体基板であり、20ないし22は分布定数回路を形成して分布インダクタと分布キャパシタを形成する電極である。電極20ないし22のアース端子の設定は第3図に示すように相対向する電極相互において逆方向側となるようにする。(以下第4図ないし第8図において同様)第3図aに示すA側、B側と第3図cに示すA側、B側が対応し(以下第4図ないし第8図において同様)それぞれの電極20ないし22は同一パターンで対向している。ここで誘電体19aと19bは異なる厚みもしくは異なる誘電率を有する(以下第4図ないし第8図において同様)ものを用いる。以上の構成によって電極20と21および誘電体19aで1個の単同調部を形成し、電極21と22および誘電体19bで別の1個の単同調部を形成する。それぞれの単同調部の同調周波数は異なり、それらが結合して選択度がシャープな複同調フィルタを形成する。(以下第4図ないし第8図において同様。動作説明は後述する。)

第4図は本発明の他の実施例におけるフィルタ

7図に示した実施例におけるような屈曲部を有する電極を用いることができる。

以上のように構成された本実施例のフィルタについて第6図に示す実施例を代表して以下にその動作を説明する。まずインダクタは第6図aに示す折返し形状電極32と34によって形成される。次にキャパシタは折返し形状電極32と33の間に存在する誘電体基板31aによって発生するものと、折返し形状電極33と34の間に存在する誘電体基板31bによって発生するものによって形成される。ここでキャパシタを形成する折返し形状電極33は上記それぞれ発生するキャパシタに対して共通である。

次に本発明のフィルタに用いる同調器の動作原理を説明する。

第9図(a)~(d)は本発明の同調器における動作を説明するための等価回路である。第9図(a)において、電気長 l を有し、互いにアース端子を逆方向側に設定したそれぞれの伝送路電極270, 271によって形成される伝送路に対して、電圧 ϕ を発生

の構成図を示すものである。誘電体基板23aと23bを介して1個所の屈曲部を有する電極24ないし26がそれぞれ対向設置されている。

第5図と第6図は本発明の他の実施例におけるフィルタの構成図を示すものである。第5図において誘電体基板27aと27bを介して複数個所の屈曲部を有して折返し形状を成す電極28ないし30が対向設置されている。第6図において誘電体基板31aと31bを介して複数個所の屈曲部を有して折返し形状を成す電極32ないし34が対向設置されている。

第7図は本発明の他の実施例におけるフィルタの構成図を示すものである。誘電体基板35aと35bを介してスパイラル形状の電極36ないし38がそれぞれ対向設置されている。

第8図は本発明の他の実施例におけるフィルタの構成図を示すものである。誘電体基板39の内部に電極40ないし42がそれぞれ等しい対向間隔を保って対向設置されている。第8図の実施例における電極形状としてはこの他第4図ないし第

7図に示した実施例におけるような屈曲部を有する電極を用いることができる。生ずる信号源272が伝送路電極270に接続されて信号を供給するものとする。そして、それによって伝送路電極270の先端におけるオープン端子には進行波電圧 ϕ_A が励起されるものとする。一方、伝送路電極271は上記の伝送路電極270に近接して対向設置もしくは並設されているので、相互誘導作用によって電圧が誘起される。その伝送路電極271の先端におけるオープン端子に誘起される進行波電圧を ϕ_B とする。

ここで伝送路電極270および271においてはそれぞれのアース端子が逆方向側に設定されているので、誘起される進行波電圧 ϕ_B は励起する進行波電圧 ϕ_A に対して逆位相となる。そして、それぞれの進行波電圧 ϕ_A および ϕ_B は伝送路の先端がオープン状態であるので、伝送路電極270および271より成る伝送路において電圧定在波を形成することになる。ここで伝送路電極270における電圧定在波の分布様態を示す電圧分布係数を K で表わすものとする、伝送路電極271における電圧分布係数は $(1-K)$ で表わすこと

ができる。

そこで次に、伝送路電極270および271において任意の対向する部分において発生する電位差 V を求めると

$$V = K\phi_A - (1-K)\phi_B \quad \dots\dots(1)$$

で表わすことができる。ここで、それぞれの伝送路電極270および271が同じ電気長 ℓ であるとする

$$\phi_B = -\phi_A \quad \dots\dots(2)$$

となり、それによって第1式における電位差 V は

$$V = K\phi_A + (1-K)\phi_A \quad \dots\dots(3)$$

$$= \phi_A \quad \dots\dots(3)$$

となる。すなわち伝送路電極270と271がそれぞれ対向する全ての部分において電位差 V を発生させることができる。

ここで伝送路電極270および271はその電

在波分布)は、上記において述べたように互いに逆位相関係にあるので、この伝送路は等価的に平衡モードの伝送路として動作することになる。これによって第9図(c)に示すような、平衡電圧 ϕ' を有する平衡信号源274によって平衡モードで励起される伝送路電極275および276によって形成される平衡モード伝送路と等価になる。いうまでもなくその電気長は第9図(a)において示したものと電気長 ℓ と同じである。さらに、この平衡モード伝送路は第9図(d)に示すように、伝送路の分布インダクタ成分および伝送路の屈曲形状により発生する集中インダクタ成分それぞれによる総合的な分布インダクタ277および278と分布キャパシタ273よりなる分布定数回路と等価に表わすことができる。

次に、この分布キャパシタ273の形成における伝送路の電気長 ℓ との関係について説明する。第10図(a)に示すような平衡モード伝送路における単位長当りの特性インピーダンス Z_0 は、第10図(b)に示す等価回路で表わすことができる。

極巾 W を有するものとし(電極の厚みは薄いものとする)、さらに誘電率 ϵ_s を有する誘電体を介して間隔 d に対向されているものとする。この場合における伝送路の単位長当りに形成するキャパシタンス C_0 は

$$C_0 = \frac{Q}{V} = \frac{Q}{\phi_A} \quad \dots\dots(4)$$

$$Q = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{W \cdot V}{d} = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{W \cdot \phi_A}{d} \quad \dots\dots(5)$$

であり、故に

$$C_0 = \epsilon_0 \epsilon_s \frac{W}{d} \quad \dots\dots(6)$$

となる。

従って、第9図(a)に示す伝送路は、第9図(b)に示すような単位長当りにて第6式で求まる C_0 の分布キャパシタ273を含んだ伝送路となる。また、それぞれの伝送路電極270と伝送路電極271における電圧定在波分布(もしくは電流定

その特性インピーダンス Z_0 は一般的に

$$Z_0 = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}} \quad \dots\dots(7)$$

となる。ここで伝送路が無損失の場合は

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \quad \dots\dots(8)$$

となる。本発明の同調器における実施例の多くはこの仮定を適用することができ、かつ説明の簡略化のため以下第8式に示す特性インピーダンス Z_0 を用いる。第8式におけるキャパシタンス C_0 は第6式において求めた伝送路における単位当りのキャパシタンス C_0 と同じものである。すなわち伝送路における単位長当りの特性インピーダンス Z_0 はキャパシタンス C_0 の関数であり、それはまたキャパシタ C_0 に関与する誘電体の誘電率 ϵ_s 、伝送路電極の巾 W およびそれぞれの伝送路電極の設置間隔 d の関数でもある。

以上のように、伝送路における単位長当りの特

性インピーダンスが Z_0 で、その電気長が ℓ であり、かつ先端がオープン状態である伝送路の端子に発生する等価リアクタンス X は

$$X = -Z_0 \cot \theta \quad \dots\dots (9)$$

で表わすことができる。ここで

$$\theta = 2\pi \frac{\ell}{\lambda} \quad \dots\dots (10)$$

であり、特に

$$\left. \begin{aligned} \theta &= 0 \sim \frac{\pi}{2} \\ \theta &= \pi \sim \frac{3}{4}\pi \end{aligned} \right\} \quad \dots\dots (11)$$

の場合において等価リアクタンス X は

$$X \leq 0 \quad \dots\dots (12)$$

となる。すなわち伝送路の端子における等価リアクタンスはキャパシティブリアクタンスとなり得

る。送路の電気長 ℓ が $\lambda/4$ 以下もしくは $\lambda/2 \sim 4\lambda/3$ などにおけるような場合には負の端子リアクタンスを形成することが可能であり、すなわち等価的にキャパシタを形成することができる。さらに、負の端子リアクタンスを発生させる条件において、伝送路の電気長 ℓ を任意に設定することによって、キャパシタンス C を任意の値に実現することが可能である。

このようにして形成されるキャパシタ C は、第9図(6)において示す集中定数キャパシタ279として等価的に置換することができる。そして、伝送路に存在する分布インダクタ成分および伝送路の屈曲形成によって発生する集中インダクタ成分それぞれの総合によって形成されるインダクタは、集中定数インダクタ280として等価的に置換することができる。そして、仮想的な平衡信号源274およびそれぞれの伝送路におけるアースを、もとの第9図(6)において示した状態と等価的と同じになるように置換すれば、第9図(7)に示すようになる。この第9図(7)においてアース端子を共通

る。したがって伝送路の電気長 ℓ によって θ が第11式に該当する場合、すなわち例えば電気長 ℓ を $\lambda/4$ 以下に設定することによりキャパシタを形成することができる。そして、その形成できるキャパシタのキャパシタンス C は

$$C = \frac{1}{\omega |X|} = \frac{1}{\omega Z_0 \cot \theta} \quad \dots\dots (13)$$

$$= \frac{1}{\omega \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} \cot \theta}$$

で表わされるように、 θ の変化によって、すなわち伝送路の電気長 ℓ の設定によって任意のキャパシタンス C を実現することができる。

以上第9式～第13式において説明した伝送路の動作様態について図に表わしたものが第11図である。第11図では、先端がオープン状態の伝送路において、その電気長 ℓ の変化に従って端子に発生する等価リアクタンス X が変化する様子を表わしている。第11図から明らかなように、伝

化して表わすと、明らかに最終的には第9図(6)において示すように、集中定数キャパシタ279および集中定数インダクタ280より成る並列共振回路と等価になり、同調器を実現することができる。

以上に説明した構成と動作により、本発明の同調器を実現するものであるが、本発明の同調器における構成とそれに係る動作原理は従来の同調器におけるものとは全く異なるものである。そこで、本発明による同調器が従来の同調器もしくは本発明の同調器における伝送路と同様のものを用いても他の構成にしたものそれぞれと比較して全く異なるものであることを証明するために、従来の同調器もしくは他の伝送路構成による同調器における構成および動作を次に説明して対比する。それによって本発明による同調器との差異を明確にすると共に、本発明における同調器の新規性を明らかにする。

第12図は、伝送路電極として例えば本発明における同調器に用いるものと同様なもので形成し

ても、アース端子が互いに同方向側に設定されている点異なる場合の動作を示すものである。第12図(a)において伝送路電極281および282よりなる先端オープン伝送路が、電圧 ϕ を発生する信号源283によってドライブされているものとする。それによって伝送路電極281の先端におけるオープン端子には定在波電圧 ϕ_A が励起され、それと対向設置もしくは並設される伝送路電極282の先端におけるオープン端子には定在波電圧 ϕ_B が誘起されるものとする。ここで、それぞれの伝送路電極281および282のアース端子は互いに同方向側に設定されているので、それぞれの定在波電圧 ϕ_A と ϕ_B は互いに同位相となる。従って、伝送路電極281および282におけるそれぞれの電圧分布係数は同じ K を有することになる。それによって伝送路電極が対向する任意の部分における電位差 V は

$$V = K\phi_A - K\phi_B \quad \dots\dots (14)$$

となる。ここで、それぞれの伝送路電極281お

よび282の電気長が同じ長さであるとする

$$\phi_A = \phi_B \quad \dots\dots (15)$$

となり、それによって第14式における電位差 V は

$$V = K\phi_A - K\phi_A = 0 \quad \dots\dots (16)$$

となる。すなわち伝送路のいずれの部分においても電位差が発生しないことになる。第12図(a)における信号源283を伝送路端に置換設定したものが第12図(b)であり、電圧 ϕ を発生する不平衡信号源284を設置したものと等価になる。そしてこの等価回路においては互いに電位差を有しない平行伝送路が存在するのみである。つまりこれは第12図(c)に示すように、等価的に単なる一本の伝送路電極286が存在する場合と同一であることは明らかである。そして、信号源283およびアース端子を第12図(a)に示したようにもとの回路に等価置換することにより第12図(d)に示すようになる。つまり伝送路の分布インダクタ成分

$$V = K\phi_A - K\phi_B \quad \dots\dots (17)$$

で表わされる。しかし、アース電極288における定在波電圧 ϕ_B は一樣にアース電位(零電位)であり

$$\phi_B = 0 \quad \dots\dots (18)$$

となる。従ってアース電極288には電圧分布係数も存在しない。その結果、電位差 V は

$$V = K\phi_A \quad \dots\dots (19)$$

となる。これによって、伝送路電極287とアース電極288の間に分布キャパシタを形成することは可能である。しかしながら、伝送路電極287はアース電極288と近接して対向しているため、相互誘導作用によって伝送路電極287における両先端がほとんどショート状態になったものと等価になる。そのため伝送路電極287におけるインダクタ成分のQ性能を著しく劣化させることになる。すなわち、このマイクロストリップライン

および伝送路の屈曲形状により発生する集中インダクタ成分それぞれより成る等価的な集中定数インダクタ286のみを形成するだけである。以上より明らかなように、インダクタと並列にキャパシタを形成することができないので、目的とする並列共振回路の同調器は実現することができない。

第13図は、片側の伝送路電極として例えば本発明の同調器におけるものと同じもので形成した一般的なマイクロストリップラインであるが、その伝送路電極と対向する電極が十分に広いアースとなっている点異なる場合の動作を示すものである。第13図(a)において伝送路電極287が十分に広いアース電極288と対向し、電圧 ϕ を発生する信号源289によってドライブされ、伝送路の先端におけるオープン端子に定在波電圧 ϕ_A が励起されるものとし、その電圧分布係数を K とする。一方、アース電極288には仮想的に電圧分布係数 K を有する定在波電圧 ϕ_B が発生するものと仮定すると、伝送路電極287とアース電極288が対向する任意の部分における電位差 V は

は第13図(b)に示すように等価損失抵抗290を含む集中定数インダクタ291および集中定数キャパシタ292それぞれより成る並列共振回路を形成する。ここで等価損失抵抗290は実際には相当大きな抵抗値を有するものになるため、共振回路における損失が非常に大きくなる。従って、同調器としては明らかにQ性能が非常に低下したもののしか実現できず、実際的には実用に適するものではない。

第14図は従来において最も多く使用されている $\lambda/4$ 共振器の回路構成を示し、その伝送路における先端条件および伝送路の長さの設定と、更にアースの設定におけるそれぞれの点で本発明の同調器と全く異なることを示すものである。第20図において平衡モード伝送路電極293および294は、その電気長 ℓ が共振周波数における $\lambda/4$ に等しく設定され、かつ先端がショートされている。そして電圧 V を発生する平衡信号源295によって、それぞれの伝送路電極が平衡モードでドライブされているものとする。アース端

子は平衡信号源295の中性点に設定され、特に伝送路電極におけるいずれかの端子にアースを設定するものではない。この場合における伝送路の端子に発生する等価的な端子リアクタンス X は、伝送路の特性インピーダンスを Z_0 とすると

$$X = Z_0 \tan \theta \quad \dots (20)$$

となる。ここで特性インピーダンス Z_0 は第8式において示したものと同一のものであり、また θ についても第10式において示したものと同一のものである。この共振器では伝送路の電気長 ℓ を

$$\ell = \lambda / 4 \quad \dots (21)$$

としているので

$$\theta = \pi / 2 \quad \dots (22)$$

である。従って第20式における端子リアクタンス X は

$$X = Z_0 \tan \frac{\pi}{2} = \infty \quad \dots (23)$$

となり、等価的に並列共振特性を得ることができものである。しかしながら、この $\lambda/4$ 共振器における構成を本発明の同調器における構成と比較すると、まず伝送路の端子条件についてみると本発明の同調器においてはオープン状態であるのに対して、従来の $\lambda/4$ 共振器においてはショート状態であり、従って端子条件において全く異なる構成であることが明らかである。更に伝送路の電気長 ℓ の設定についてみると、本発明の同調器においては同調周波数の $\lambda/4$ 以下に設定するものであり実際的には $\lambda/16$ 程度の非常に短いものに設定して構成するものであるが、従来の $\lambda/4$ 共振器においては厳密に共振周波数の $\lambda/4$ に設定するものであり、従って伝送路の電気長 ℓ の設定において根本的に異なる構成であることも明らかである。また、構成における伝送路の電気長 ℓ の異いに起因して、両者において同一の同調周波数もしくは共振周波数に設計しても、本発明の同調器においては小型化することができるが、 $\lambda/4$ 共振器においては非常に長い伝送路を設ける

必要があり大型化する不都合があった。従来の $\lambda/4$ 共振器を小型化する目的で誘電率の非常に大きな誘電体を介在させて伝送路の長さを短縮化したものもみられるが、それに用いる誘電率の高い誘電体は一般に誘電体損失 $\tan \delta$ が非常に大きく、従って共振器としてのQ性能が著しく低下する不都合があった。更に、誘電率の高い誘電体における誘電率の温度依存性は一般に大ゆぐ、従って共振周波数の安定性を確保することが困難である不都合もあった。

次に、本発明の同調器における性能の誘秀性を明らかにするために、従来の同調器における性能と比較した実験結果を示して説明する。第15図は同調周波数の温度依存性を測定した実験結果を表すグラフである。そして第16図は共振Qの温度依存特性を測定した実験結果を表すグラフである。第15図および第16図において、特性(A)は本発明における同調器の温度依存性であり、誘電体としてアルミナセラミック材もしくは樹脂系プリント回路基板を使用した場合の実験結果である。

一方、特性(B)は第2図において示すような、従来において最も多く用いられていた同調器における温度依存特性である。これらの実験結果から、本発明の同調器においては一般的な誘電体を用いて構成したものでその同調周波数は極めて安定であり、更に共振Qが庫く、かつ安定であることが明らかである。一方、従来の同調器においては、インダクタを構成するフェライト材のコアにおける透磁率 μ とQの根本的な不安定性、およびコイル部分の膨張と収縮によるインダクタンスの変化がそれぞれ原因して、同調周波数と共振Qの安定性を確保することが困難であった。それによって、他の温度補償部品もしくは他の自動安定化補償回路を付加して不安定性を補っていた。

次に第17図にこのフィルタを形成する2個の別の同調周波数を有する単同調回路の動作等価回路を示して説明する。第17図aにおいて43および44はインダクタを形成する折返し形状電極と等価な伝送回路であり、45は伝送回路電極43および44と共に作用して分布キャパシタ

46および47を形成させる折返し形状電極と等価な伝送回路である。ここで伝送回路46のアースポイントはインダクタを形成する伝送回路43および44のアースポイントとは逆方向側に設定されているため第17図bに示すように伝送回路46のインダクティブ成分は打消されてアース面48と等価になりインダクタの伝送回路49および50と対向して分布キャパシタ51および52を形成する。これを分布定数回路で示したのが第17図cであり、分布インダクタ53および54と分布キャパシタ55および56によって形成される。第9図dはこれを集中定数等価回路で示したものであり、インダクタ57とキャパシタ58の並列共振回路およびインダクタ59とキャパシタ60の並列共振回路を形成することになり、それぞれ別の同調周波数を有する並列共振回路は相互誘導作用によって結合され複同調多段フィルタを構成する。このフィルタのインダクタが有するインダクタンスは折返し形状電極の折返し回数もしくは電極等価長さによって任意に設計すること

ができる。一方、分布キャパシタのキャパシタンスは対向する折返し形状電極の対向面積と誘電体基板の厚みおよび誘電率の選択によって任意に設計することができる。

次に分布キャパシタの形成について更に第18図と共に説明する。折返し形状電極の伝送回路等価長さを l とし、この伝送回路等価長さ l は使用する誘電体基板の誘電率 ϵ によって定まる波長短縮率 $1/\sqrt{\epsilon}$ を考慮した動作周波数波長における $\lambda/4$ 長さよりも短いものに設定する。この動作周波数波長における $\lambda/4$ 長さに対する伝送回路等価長さ l の割合を任意に設計することによってキャパシティブリアクタンス X_C の値を任意に設定することが可能である。このキャパシティブリアクタンス X_C と動作周波数 f_0 によってキャパシタンス $C = 1/2\pi f_0 X_C$ が得られる。このキャパシタンス C を有するキャパシタが第9図dに示すキャパシタ58もしくは60と等価である。ここで誘電体基板の厚みもしくは誘電率 ϵ を変えることによって第10図に示すリアクタンス特性

カーブを変化させたり波長短縮率 $1/\sqrt{\epsilon}$ を変化させることが可能であり、同一の伝送回路等価長さ l の電極を設置しても分布キャパシタンス C を任意に設定することができる。

上記それぞれの実施例における多段複同調フィルタの周波数選択特性例を示したのが第19図であり、厚みの薄い誘電体もしくは誘電率の高い誘電体を介して構成される同調部の選択特性は①のように比較的低い同調周波数を有し、反対に厚みの厚い誘電体もしくは誘電率の低い誘電体を介して構成される同調部の選択特性は②のように比較的高い同調周波数を有する。それぞれの同調部が結合されて選択特性①と②が合成されることによって複同調選択特性③を得ることができる。

上記それぞれの実施例の構成においては電極層数を3層とし誘電体層を2層としたが、電極層と誘電体層を交互設置することにおいてそれぞれの層数設定は任意である。またフィルタ回路ブロックの入力もしくは出力端子として、外側に設置される電極の所要インピーダンスを呈する部位にタ

ップを設けることも任意である。なお上記それぞれの実施例における電極としては金属導体、印刷導体もしくは薄膜導体を使用することができ、誘電体基板としてアルミナセラミック、プラスチック、テフロン、ガラス、マイカ等を使用することができる。

発明の効果

以上の説明から明らかなように、本発明は薄い誘電体層を介して同一形状の電極が対向設置されるように構成しているの

- ① 簡単な構成で複数のインダクタ部品と複数のキャパシタ部品を一体化構成することができる。
- ② 超薄型でかつ小型の多段複同調フィルタブロックを実現することができる。
- ③ 多段複同調フィルタをモジュール化できるのでその同調周波数は極めて安定であり、特に機械的振動による同調周波数のずれを皆無にすることができる。
- ④ それぞれのインダクタとキャパシタがリードレスで接続されるのでリードインダクタヤスト

レーキャパシタの影響が皆無であり、従ってフィルタ回路動作が極めて安定になる。

- ⑤ 部品点数を削減することが可能で、製造の合理化やコストダウンが実現できる。
 - ⑥ 電極層と誘電体層が印刷工法や張り合せ工法で形成できるので、安定した複同調周波数性能を有するフィルタを大量に低コストで製造することができる。
 - ⑦ 超薄型で小型ながらシャープな複同調周波数選択特性を有するフィルタブロックが実現できる。
- という優れた効果が得られる。

4. 図面の簡単な説明

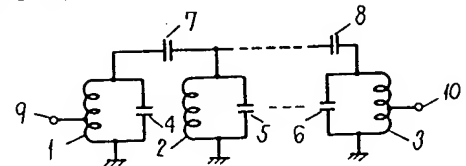
第1図は基本的な多段複同調フィルタ回路図、第2図は従来の多段複同調フィルタ構成の斜視図、第3図ないし第8図は本発明の実施例におけるフィルタの構成図であり、それぞれにおいてaは表面図、bは側面図、cは裏面図、第9図(a)~(d)、第10図(a)、(b)、第11図は本発明のフィルタに用いる同調器の動作原理を示す説明図、第12図

(a)~(d)、第13図(a)、(b)、第14図は従来の同調器における動作原理を示す説明図、第15図、第16図は本発明と従来の同調器の温度変化に対する同調周波数と共振Qの特性図、第17図と第18図は本発明の実施例におけるフィルタの動作原理説明図、第19図は本発明の実施例におけるフィルタの周波数選択特性例図である。

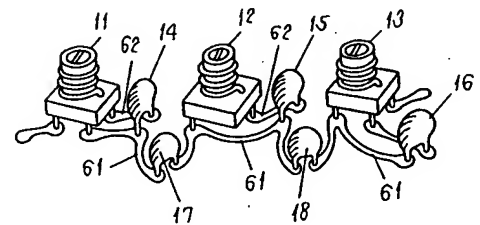
19a, 19b, 23a, 23b, 27a, 27b, 31a, 31b, 35a, 35b, 39
……誘電体基板、20, 21, 22, 24, 25, 26, 28, 29, 30, 32, 33, 34, 36, 37, 38, 40, 41, 42……電極。

代理人の氏名 弁理士 中 尾 敏 男 ほか1名

第 1 図

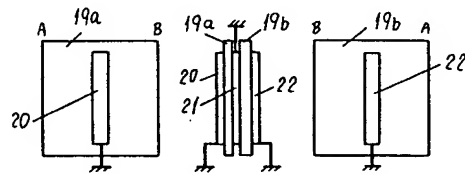


第 2 図



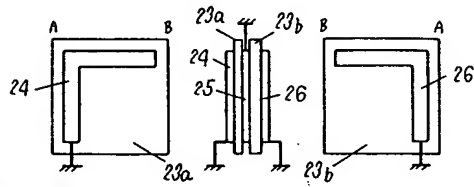
第 3 圖

(a) (b) (c)



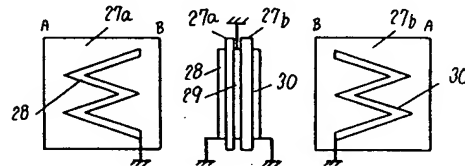
第 4 圖

(a) (b) (c)



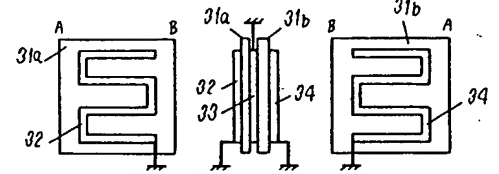
第 5 圖

(a) (b) (c)



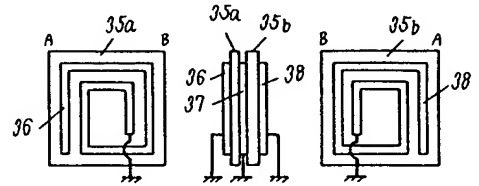
第 6 圖

(a) (b) (c)



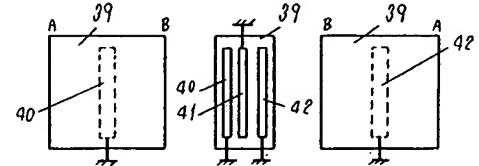
第 7 圖

(a) (b) (c)



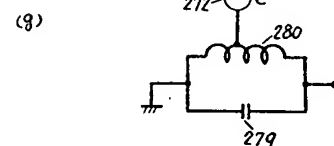
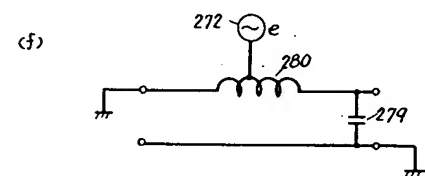
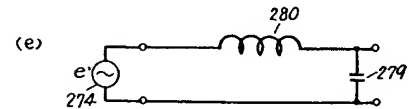
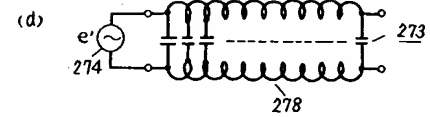
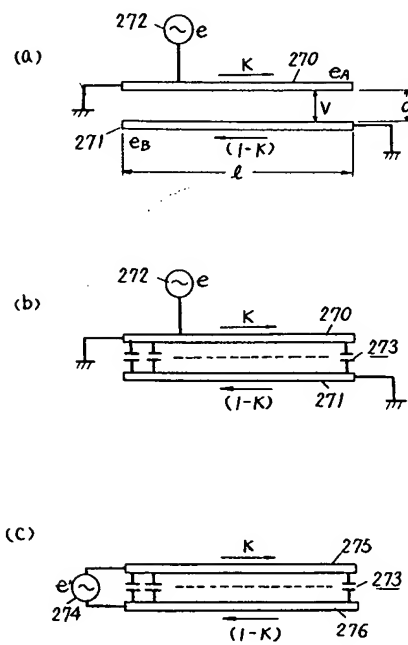
第 8 圖

(a) (b) (c)

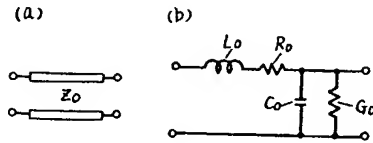


第 9 圖

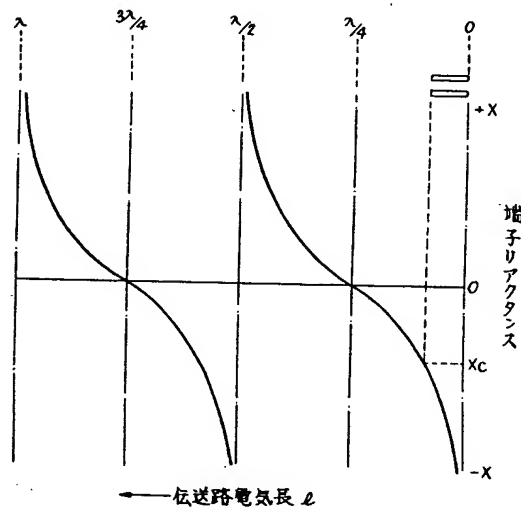
第 9 圖



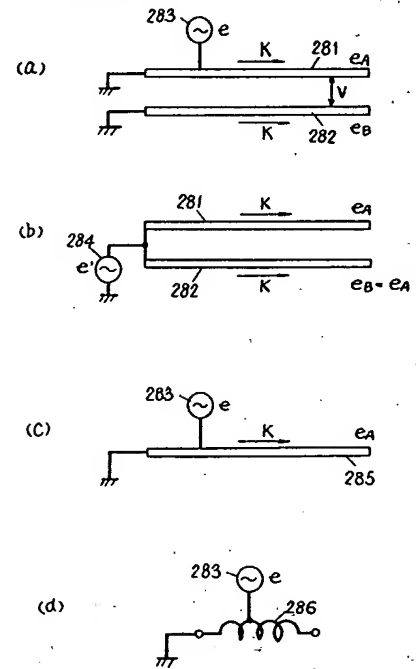
第10図



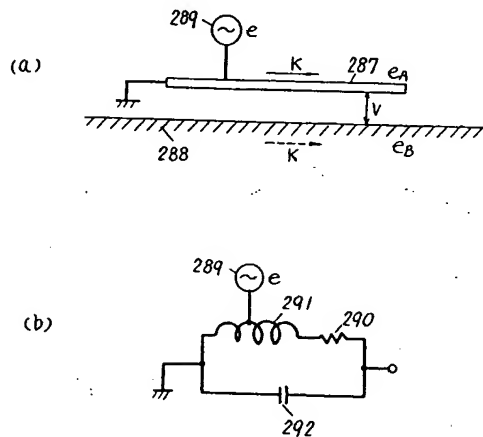
第11図



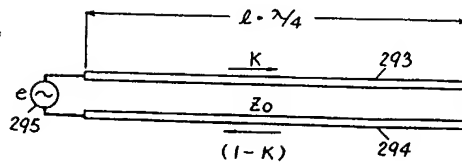
第12図



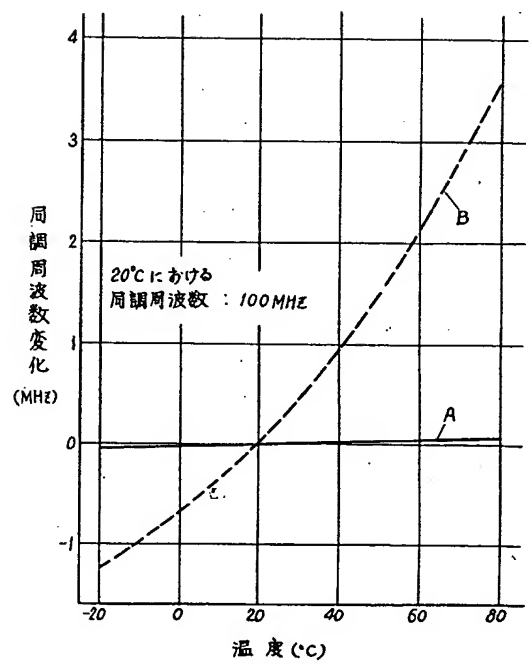
第13図



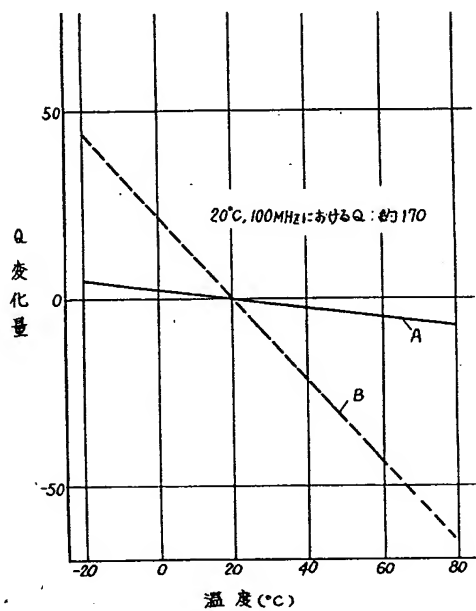
第14図



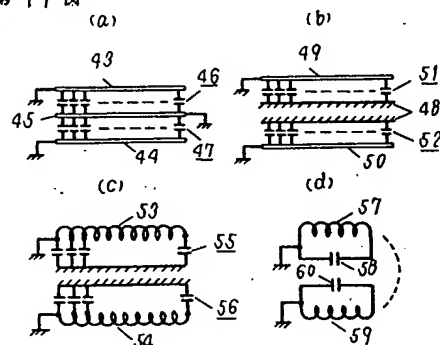
第15図



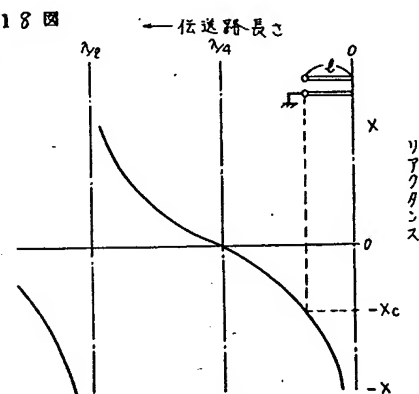
第16図



第17図



第18図



第19図

